

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-038615

(43)Date of publication of application : 07.02.1995

(51)Int.Cl. H04L 27/18  
H04J 11/00

(21)Application number : 05-176797 (71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

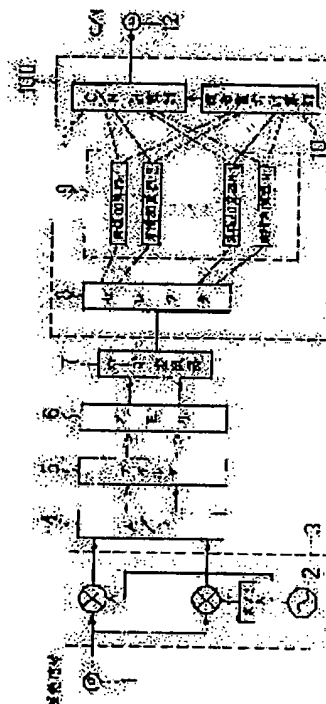
(22)Date of filing : 16.07.1993 (72)Inventor : SOGABE YASUSHI

## (54) CN RATIO MEASUREMENT MEANS

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To measure the C/N before demodulation from a reception signal even when there is no non-modulation part or even from a signal subjected to quasi-synchronization detection.

**CONSTITUTION:** An in-phase orthogonal component of a burst signal detected and phase-modulated by an orthogonal detector 3 is sampled and quantized by a A/D converter 4, a filter 5 is used to make waveform shaping and the signal is stored by one burst in a buffer memory 6. An XY-R2 converter 7 calculates square of the amplitude of the signals outputted from the buffer memory 6 and a selector 8 selects the value to which accumulator it is to be received. A noise power calculation section 10 uses plural accumulated sums outputted from an accumulation section 9 to obtain noise power of the reception signal and a C/N calculation section 11 estimates the C/N from the accumulation outputted from the accumulation section 9 and the noise power outputted from the noise power calculation section 10 and the estimated C/N by the C/N calculation section 11 is outputted from an output terminal 12.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.09.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 05.06.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3237322

[Date of registration] 05.10.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2001-11658

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 05.07.2001

[Date of extinction of right]

特開平7-38615

(43) 公開日 平成7年(1995)2月7日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 L 27/18

A 9297-5K

H 0 4 J 11/00

A

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平5-176797

(22) 出願日 平成5年(1993)7月16日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 曾我部 増志

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式  
会社通信システム研究所内

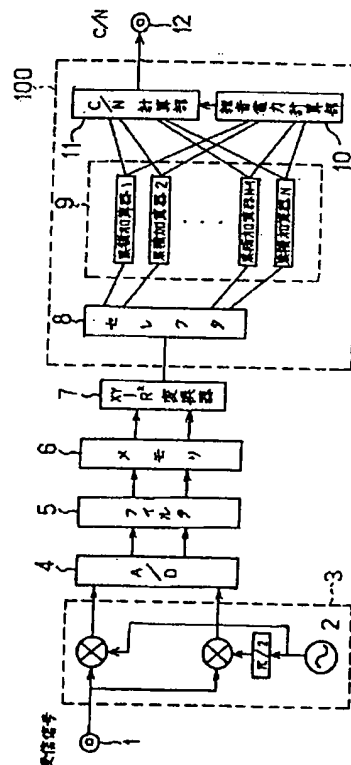
(74) 代理人 弁理士 高田 守

(54) 【発明の名称】 CN比測定手段

(57) 【要約】

【目的】 受信信号に無変調部分がなくとも、また、準同期検波された信号に対してでも、復調前にC/N測定を行う。

【構成】 直交検波器3で検波された、位相変調されたバースト信号の同相直交成分をA/D変換器4で標本化および量子化し、フィルタ5で波形整形した後にバッファメモリ6に1バースト分蓄積する。XY-R<sup>2</sup>変換器7はバッファメモリ6から出力される信号の振幅の2乗を計算し、セクタ8では、その値をどの累積加算器に入力するかを選択する。雑音電力計算部10では、累積加算部9から出力される複数の累積加算値を用いて受信信号の雑音電力を求め、さらに、C/N計算部11では、累積加算部9から出力される累積加算値および雑音電力計算部10から出力される雑音電力から計算によりC/Nを推定し、出力端子12からC/N計算部11で推定されたC/Nを出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相変調された受信信号を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器の出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求めるC/N測定部を備えたことを特徴とするC/N比測定手段。

【請求項2】 位相変調された受信信号から信号の同相、直交成分を取り出す直交検波器、前記直交検波器出力をA/D変換するA/D変換器、上記A/D変換器出力を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器の出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求めるC/N測定部を備えたことを特徴とするC/N比測定手段。

【請求項3】 位相変調された受信信号をA/D変換するA/D変換器、前記A/D変換器出力から信号の同相、直交成分を取り出す直交検波手段、上記直交検波手段出力を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求めるC/N測定部を備えたことを特徴とするC/N比測定手段。

【請求項4】 複数個の累積加算値の比からC/Nを求めるC/N測定部を備えたことを特徴とする請求項第1項及び請求項第2項及び請求項第3項に記載のC/N比測定手段。

【請求項5】 複数個の累積加算値の形状からC/Nを求めるC/N測定部を備えたことを特徴とする請求項第1項及び請求項第2項及び請求項第3項に記載のC/N比測定手段。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、衛星通信や移動体衛星通信システムにおいて受信信号を復調する復調装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のC/N比測定方式としては、受信波を同相、直交検波した後に、検波出力の無変調部分をA/D変換し、そのA/D変換されたデータ系列より統計的にC/Nを求める方式が提案されている。図15は従来のC/N比測定器であり、例えば信学技報、CS82-73(1982)、“TDMA衛星通信用C/N比測定方式”(水野他)に記載されている。図15において、51は入力端子であり、52はC/N比測定回路の帯域幅を決定するBPF、53、54はリミッタと乗算器で構成される直交検波用の位相検出部、55、56は高調波成分を除去す

るLPF、57は同相検波出力の平均値を2乗する演算部1、58は直交検波出力の2乗平均値を計算する演算部2、59は直交検波出力の平均値を2乗する演算部3、60は演算部2の出力と演算部3の出力を加算する加算器、61は同期検波時に使用するタンク、62は遅延検波時に使用する遅延素子、63はタンク61または遅延素子62出力の位相をシフトする $\pi/2$ 位相シフタ、64は加算器60出力を2倍する乗算器、65は演算部1出力を加算器60出力または乗算器64出力で割る除算器、66は除算結果を出力する出力端子である。

【0003】一般に受信信号からC/Nを求めるにあたっては、復調された信号のナイキスト点におけるデータまたは、受信信号の無変調部分の同相または直交成分の平均値を2乗することにより搬送波電力を求めることができ、また、分散を求めることによって雑音電力を求めることができる。ただし、受信信号の雑音電力は、同相および直交成分の雑音電力の和であるため、同相または直交成分を用いて求めた分散を2倍する必要がある。以上の方法に基づいて受信信号のC/Nを求める。

【0004】次に動作について、図15を参照して説明する。以下のC/N測定においては、受信信号の無変調部分のみを用いるものとし、図には、遅延検波の場合も示したが、簡単のため、同期検波の場合についてのみ説明する。また、以下の処理において使用するデータの総ポイント数をLとし、直交検波され、LPFを通された信号の同相および直交成分を各々 $e_i$ 、 $e_q$ とする。さらにxの平均を $E[x]$ と表すことにする。受信波 $y(t)$ をBPF52に通し、測定回路のC/Nを受信C/Nより高くすることで、測定の正確さを確保する。TANK61は、BPF52出力から搬送波を再生し、再生された搬送波(以下、再生搬送波)を出力する。リミッタと乗算器で構成される位相検出器1(53)からは、BPF52を通された受信波と再生搬送波を用いて直交検波した受信信号の同相成分が出力され、位相検出器2(54)からは、同様に直交成分が出力される。演算部1(57)では、LPF1(55)を通された信号の同相成分 $e_i$ のLポイントにわたる振幅の平均の2乗値 $(E[e_i])^2$ を求める。ガウス雑音の性質より、振幅の平均値を求めることで雑音成分は0となるので、受信信号の搬送波電力を求めることができる。演算部2(58)では、LPF2(56)を通された信号の直交成分 $e_q$ のLポイントにわたる振幅の2乗平均値 $E[e_q^2]$ を求める。演算部3(59)では、演算部1(57)と同様に信号の直交成分のLポイントにわたる振幅の平均の2乗値 $(E[e_q])^2$ を求める。加算器60では演算部2(58)から出力される $E[e_q^2]$ から、演算部3(59)から出力される $(E[e_q])^2$ を引くことによって直交成分の分散を求める。乗算器64では加算器60から出力される分散を2倍することで受信信号の雑音電力を求める。除算器65では、演算部

1 (57) から出力された搬送波電力を乗算器64から出力された雑音電力で割ることにより $C/N$ を求め、その値を出力端子66から出力する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】上記のような従来の $C/N$ 比測定器では、受信波の無変調部分を用いて $C/N$ 測定を行うため、送信側で送信データに無変調部分を付加して送信しなければならないという欠点があり、また、搬送波電力および雑音電力を求めるにあたっては、受信波の同相または直交成分を用いて計算していたため、図15に示されるように、遅延検波または同期検波された後でないと $C/N$ 測定は行えないという欠点があった。更に、分散の計算においては、1バースト分のデータを蓄積した後に平均を求め、その値を用いて分散を求めるために、演算量が多くリアルタイム処理が行えないという欠点があった。

【0006】この発明は上記のような欠点を解決するためになされたもので、サンプリングされたデータ系列を累積加算することで変調成分を除去することができ、無変調部分がなくても $C/N$ 測定を行い、受信波の振幅の2乗値を用いることで、準同期検波された信号に対してでも $C/N$ 測定を行い、また、復調前に $C/N$ 測定を行うことを目的とする。さらに、演算量を減らすことを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】第1の発明に係る $C/N$ 比測定手段は上記の目的を達成するために、位相変調された受信信号を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器の出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求める $C/N$ 測定部を備える。

【0008】第2の発明に係る $C/N$ 比測定手段は上記の目的を達成するために、位相変調された受信信号から信号の同相、直交成分を取り出す直交検波器、前記直交検波器出力を $A/D$ 変換する $A/D$ 変換器、上記 $A/D$ 変換器出力を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器の出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求める $C/N$ 測定部を備える。

【0009】第3の発明に係る $C/N$ 比測定手段は上記の目的を達成するために、位相変調された受信信号を $A/D$ 変換する $A/D$ 変換器、前記 $A/D$ 変換器出力から信号の同相、直交成分を取り出す直交検波手段、上記直交検波手段出力を変換しその値に応じた出力を生ずる演算器、所定のサンプリング周期に対応して前記演算器出力を周期的に選択する選択器、上記選択器により選択した

信号を累積加算する累積加算器、上記累積加算値を用いて受信信号の電力対雑音電力比を求める $C/N$ 測定部を備える。

【0010】第4の発明に係る $C/N$ 測定部は上記の目的を達成するために、第1の発明～第3の発明に記載された $C/N$ 測定部において、複数個の累積加算値の比から $C/N$ を求める $C/N$ 計算部とを備える。

【0011】第5の発明に係る $C/N$ 測定部は上記の目的を達成するために、第1の発明～第3の発明に記載された $C/N$ 測定部において、複数個の累積加算値を用いてその形状を推定し、推定された形状とリファレンスとを比較することによって $C/N$ を決定する比較器とを備える。

【0012】

【作用】第1の発明の $C/N$ 比測定手段は、複数個の累積加算値を求め雑音電力と信号電力を求め、前記雑音電力と信号電力から $C/N$ 比を測定する。

【0013】第2の発明の $C/N$ 比測定手段は、まず受信波を直交検波することによって同相、直交成分に分け、この信号を $A/D$ 変換した後、演算しその演算値より複数個の累積加算値を求め、さらに、これら複数個の累積加算値を用いて受信信号の雑音電力を求め、累積加算値および雑音電力から計算により $C/N$ を推定し出力する。

【0014】第3の発明の $C/N$ 比測定手段は、まず受信波を $A/D$ 変換し、 $A/D$ 変換された信号から同相成分(X)、直交成分(Y)を取り出した後、演算しその演算値より複数個の累積加算値を求め、さらに、これら複数個の累積加算値を用いて受信信号の雑音電力を求め、累積加算値および雑音電力から計算により $C/N$ を推定し出力する。

【0015】第4の発明の $C/N$ 測定部は、第1～第3の発明の $C/N$ 測定部において、複数個の累積加算値から計算により $C/N$ を推定し出力する。

【0016】第5の発明の $C/N$ 測定部は、第1～第3の発明の $C/N$ 測定部において、複数個の累積加算値を用いてその形状を推定する。さらに、推定された形状とリファレンスを比較することによって $C/N$ を推定し出力する。

【0017】

【実施例】実施例1. 図1はこの発明の実施例を示す $C/N$ 比測定手段のブロック図であり、図2は図1の動作を示すフローチャートである。従来、直交検波においては、受信側で再生した再生搬送波を用いるが、準同期検波の場合も考慮し、ここでは簡単のために、必ずしも送信側の搬送波とは同期していない受信機の固定発振器を用いる場合も直交検波と呼ぶことにする。図1において、1は受信波形の入力端子、2は直交検波用の固定発振器、3は直交検波器、4は直交検波器3出力の同相、直交成分をサンプリングおよび量子化する $A/D$ 変換

5

器、5はA/D変換された信号の波形整形を行うフィルタ、6は波形整形された信号を1バースト分メモリに蓄えるバッファメモリ、7はバッファメモリ6の出力を用いて信号の振幅の2乗を計算する $XY-R^2$ 変換器、8は $XY-R^2$ 変換器7出力をどの加算器に入力するかを選択するセクタ、9はN個の累積加算器で構成される累積加算部、10は累積加算部9から出力される複数の累積加算値を用いて受信信号の雑音電力を求める雑音電力計算部、11は累積加算部9から出力される累積加算値および雑音電力計算部10から出力される雑音電力から計算によりC/Nを推定するC/N計算部、12はC/N計算部11で推定されたC/Nを出力する出力端子、100はセクタ8、累積加算部9、雑音電力計算部10、および、C/N計算部11で構成されるC/N測定部である。

\*

$$R(i, j) = \{X(i, j) + n1(i, j)\}^2 + \{Y(i, j) + n2(i, j)\}^2$$

(式1)

各シンボルにおけるj番目の信号の振幅の2乗値をセクタで抜きだし、累積加算器jにおいて1バーストにわたって累積した累積加算値をPjとすると、Pjは式2※20

※で表される。

【0019】

【数1】

$$P_j = \sum_{i=1}^L R(i, j)$$

$$= \sum_{i=1}^L \{X(i, j)^2 + Y(i, j)^2\}$$

$$+ \sum_{i=1}^L \{n1(i, j)^2 + n2(i, j)^2\}$$

$$+ 2 \cdot \sum_{i=1}^L \{X(i, j) \cdot n1(i, j) + Y(i, j) \cdot n2(i, j)\}$$

(式2)

【0020】式2において、 $X(i, j)$ と $n1(i, j)$ 、 $Y(i, j)$ と $n2(i, j)$ は各々独立であるので、第3項はLが十分大きいと仮定すれば0になる。また、 $n1(i, j)$ 、 $n2(i, j)$ ともに全てのiについて独立であると仮定すれば、 $n1(i, j)$ 、 $n2(i, j)$ は各々i番目のシンボルのj番目のサンプル点におけるノイズの同相、直交★

★成分であるから、第2項はj番目のサンプル点におけるノイズのトータル電力となるが、その電力値はjによらず同じになるので、ここでは、それをNとおく。以上の結果より、式2は簡単に式3のようになる。

【0021】

【数2】

$$P_j = \sum_{i=1}^L [X(i, j)^2 + Y(i, j)^2] + N$$

(式3)

【0022】式3における第1項について考える。以下では4相位相シフトキーイング(以下、QPSKと呼ぶ)の場合について説明する。ただし、簡単のため、直交検波においては送受信の搬送波は同期しているものとし、周波数差、および初期位相差はないものとし、さらに、サンプルされた信号の前後各々kシンボルまでの符号間干渉の影響があるとする。

【0023】図4は直交検波出力の同相または直交成分☆

☆を初期位相差-0として、1シンボル当たりNサンプルする様子を示す図である。図4において、実線は振幅a、シンボル周期Tの受信信号の波形を示し、ここでは1、-1からなる一連のデータを送信した場合の受信波形の例を示している。サンプル点が本来のナイキスト点から $\tau$  ( $0 \leq \tau \leq T$ )だけずれていると仮定する。サンプルされた信号yはその時刻における信号成分と符号間干渉の成分との和で表されるが、送受信合わせたフィル

6

\*【0018】以下、CN測定手段の動作について図1に従い説明する。ここでは、説明を簡単にするために、バーストモードの場合について実施例を示し、図3に示すように、メモリに蓄積されるバースト長をLシンボルとし、1シンボル当たりNサンプルするものとする。また、サンプル時における送信側サンプル点との初期位相差は0(1番目のサンプル点がナイキスト点)であるとする。A/D変換された直交検波器出力の内、i番目のシンボルのj番目のサンプル点の同相成分のデータおよびノイズを各々 $X(i, j)$ 、 $n1(i, j)$ とし、直交成分のデータおよびノイズを各々 $Y(i, j)$ 、 $n2(i, j)$ とする( $1 \leq i \leq L, 1 \leq j \leq N$ )。これらを $XY-R^2$ 変換器に通すことにより求めた信号の振幅の2乗値を $R(i, j)$ とすれば、 $R(i, j)$ は式1のように表すことができる。

7

8

タのインパルス応答を式4で表すとすれば、一般的にi \* 信合わせたフィルタの伝達関数の一例を図5に示す。  
 番目のサンプルされた信号y<sub>i</sub>は、送信データをd(- 【0024】  
 1又は1)として式5の様に表される。ここでαはフィ 【数3】  
 ルタのロールオフ率であり、αを説明するために、送受\*

$$h(\tau) = \frac{\sin(\pi\tau/T)}{\pi\tau/T} \cdot \frac{\cos(\pi\alpha\tau/T)}{\{1 - (2\alpha\tau/T)^2\}}$$

α: ロールオフ率

(式4)

$$y_i = \sum_{p=-k}^k d_i + P a h(\tau + pT)$$

(式5)

【0025】これより、X(i,j)、Y(i,j)は式6、式 \* 【0026】  
 7のように表すことができる。 ※ 【数4】

$$X(i, j) = \sum_{p=-k}^k d_i + P a h\{(j-1)T/N + pT\}$$

(式6)

$$Y(i, j) = \sum_{p=-k}^k d'_i + P a h\{(j-1)T/N + pT\}$$

(式7)

【0027】式6および式7より、式3における第1項 ★ 【0028】  
 を求めると、 ★20 【数5】

$$\sum_{i=1}^L [X(i, j)^2 + Y(i, j)^2]$$

$$= \sum_{i=1}^L \left\{ \left[ \sum_{p=-k}^k d_i + P a h\{(j-1)T/N + pT\} \right]^2 \right.$$

$$\left. + \left[ \sum_{p=-k}^k d'_i + P a h\{(j-1)T/N + pT\} \right]^2 \right\}$$

(式8)

【0029】式8において、d<sub>i</sub>、d<sub>i</sub> (i ≤ 0, L+1 ≤ 30 ☆ すれば、  
 i) は存在しないが、ここでは、後での式の近似を考え 【0030】  
 てd<sub>i</sub>、d<sub>i</sub> (i ≤ 0, L+1 ≤ i) はPNパターンであると ☆ 【数6】

$$\begin{aligned}
& 9 \qquad \qquad \qquad 10 \\
\text{[式8]} &= a^2 \sum_{i=1}^L \left[ \sum_{p=-k}^k d_i + p^2 h^2 \{ (j-1)T/N + pT \} \right] \\
&+ a^2 \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{m=-k \\ n=-k \\ n \neq m}}^k d_i + m d_i + n h \{ (j-1)T/N + mT \} \\
&\cdot h \{ (j-1)T/N + nT \} \\
&+ a^2 \sum_{i=1}^L \left[ \sum_{p=-k}^k d'_i + p^2 h^2 \{ (j-1)T/N + pT \} \right] \\
&+ a^2 \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{m=-k \\ n=-k \\ n \neq m}}^k d'_i + m d'_i + n h \{ (j-1)T/N + mT \} \\
&\cdot h \{ (j-1)T/N + nT \} \\
&= 2 a^2 L \cdot \sum_{p=-k}^k h^2 \{ (j-1)T/N + pT \} \\
&+ a^2 \sum_{i=1}^L \sum_{m=-k}^k \{ (d_i + m d_i + n + d'_i + m d'_i + n) \\
&\quad h \{ (j-1)T/N + mT \} \cdot h \{ (j-1)T/N + nT \} \} \quad (\text{式9})
\end{aligned}$$

【0031】ここで、ナイキスト点における、信号の振幅の絶対値を1 ( $2a^2 = 1$ ) とおき、また、Lは十分大きいとし、データはPNパターンであるのでランダムであるとすると、式9において第2項は第1項に比べて\*

\*無視できるため、結局、簡単に式10の様に近似できる。

【0032】

【数7】

$$\sum_{i=1}^L [X(i, j)^2 + Y(i, j)^2]$$

$$= L \cdot \sum_{p=-k}^k h^2 \{ (j-1)T/N + pT \} \quad (\text{式10})$$

【0033】よって、 $P_j$ は以下になる。

※【数8】

【0034】

※

$$P_j = \sum_{i=1}^L [X(i, j)^2 + Y(i, j)^2] + N$$

$$= L \sum_{p=-k}^k h^2 \{ (j-1)T/N + pT \} + N$$

$$= C_j + N \quad (\text{式11})$$

【0035】式11における $C_j$ について考える。ここまでは、 $C_j$ および $P_j$ は離散値として考えていたが、初期位相差=0とは限らないので、 $C_j$ 、 $P_j$ を連続関数 $C(\tau)$ 、 $P(\tau)$  ( $-T/2 \leq \tau \leq T/2$ )として考える。バースト長Lを固定した場合、 $C(\tau)$ はローloff率★

★によって一意的に決定されるので、例えば、 $C(\tau)$  ( $-T/2 \leq \tau \leq T/2$ )を $C(0)$ で正規化した値は式12のように表すことができる。

【0036】

【数9】

$$\frac{C(\tau)}{C(0)} = k(\tau)$$

(式12)



11

【0037】今、 $\tau=0$ および $t_1$ における累積加算値\* \*は各々

$$P(0) = C(0) + N$$

12

(式13)

$$P(t_1) = C(t_1) + N$$

(式14)

と表すことができる。よって式12～式14より、Nに相当する分を推定すれば $C/N$ が求まることがわかる。以下に、Nを推定する方法の一例を示す。

【0038】雑音計算部10では、図6のように、 $P(0)$ 、 $P(t_1)$ から、Nより十分小さい値 $n_0$ を減算し、※

$$N = p \cdot n_0$$

(式15)

と表すことができる。 $C/N$ 計算部では、雑音計算部10★累積値 $P(0)$ を用いてまず、信号電力Cを求める。0から出力される雑音電力Nと、ナイキスト点における★

$$C(0) = P(0) - p \cdot n_0$$

(式16)

さらに、CとNを用いて以下のように $C/N$ を求める。

$$C/N = (P(0) - p \cdot n_0) / (p \cdot n_0)$$

(式17)

この $C/N$ 計算部11で求めた $C/N$ を出力端子12から出力する。

【0039】以上の検討においては、サンプル点の中に $\tau=0$ の点があると仮定し、 $P(0)$ 、 $C(0)$ を用いて $C/N$ を求めていたが、実際の動作においては $\tau=0$ の点があるとは限らない。この場合には、複数個の $P_j$ の値から補間等により $P(\tau)$ を推定し、 $P(\tau)$ が最大になる点を $\tau=0$ の点と仮定し、さらにこの推定された $P(\tau)$ において $\tau=t_1$ の点における値を求めることによって、同様の処理を行えば良い。

【0040】実施例2. 図7はこの発明の他の実施例を示す $C/N$ 測定手段のブロック図であり、図8は図7の動作を示すフローチャートである。図7において、入力端子1、A/D変換器4、フィルタ5、メモリ6、 $XY-R^2$ 変換器、 $C/N$ 測定部100、出力端子12は実施例1と同じである。13はIF (Intermediate Frequency) でA/D変換されメモリに蓄積された信号から同相成分(X)、直交成分(Y)を取り出す直交変換器と、直交変換器と直交変換器出力信号の振幅(R)の2乗を求める $XY-R^2$ 変換回路と、第2の発明記載の $C/N$ 測定部とを備える。

☆

$$\begin{aligned} P \text{ RATE}(t_1) &= \frac{P(t_1)}{P(0)} = \frac{C(t_1) + N}{C(0) + N} = \frac{C(t_1)/N + 1}{C(0)/N + 1} \\ &= \frac{C(t_1)/C(0) \times C(0)/N + 1}{C(0)/N + 1} = \frac{k(t_1) \times C(0)/N + 1}{C(0)/N + 1} \\ &= \frac{k(t_1) \times X + 1}{X + 1} \end{aligned}$$

(式18)

【0045】式18より

$$X = C/N = - (P \text{ RATE}(t_1) - 1) / (P \text{ RATE}(t_1) - k(t_1))$$

(式19)

ここで、前述のように $k(t_1)$ はロールオフ率 $\alpha$ によって一意的に決まるので、 $C/N$ は $P \text{ RATE}(t_1)$ によって一意的に決まることになる。このようにして $C/N$ 計算部14では $C/N$ を推定する。

【0046】実施例3についても実施例1または実施例◆50

※ $P(t_1)/P(0)$ と既知である $k(t_1)$ を比較し、両者の差が最も小さくなるまで、この動作を繰り返す。p回繰り返した後に両者の差が最も小さくなったとすると、雑音電力Nは

☆【0041】実施例1においては、 $C/N$ を行う前に直交検波により準同期または同期検波を行った信号に対してA/D変換を行っていたが、ここでは、IF信号を直接A/D変換し(以下、IFサンプリングと呼ぶ)、A/D変換した後に、例えばデジタル乗算等の信号処理により直交変換を行い同相成分(X)、直交成分(Y)を取り出し、実施例1と同様の処理を行う。

【0042】実施例3. 図9はこの発明の他の実施例を示す $C/N$ 測定部のブロック図であり、図10は図9の動作を示すフローチャートである。図9において、セクタ8と累積加算部9は実施例1または実施例2と同じである。14は累積加算部9から出力される複数個の累積加算値を用いて受信信号の $C/N$ を計算する $C/N$ 計算部である。

【0043】実施例1または実施例2と同様にして、累積加算部9ではN個の累積加算値を求める。 $P(0)$ と $P(t_1)$ の比を $P \text{ RATE}(t_1)$ とすると、式13および式14より $P \text{ RATE}(t_1)$ は式18のようになる。

【0044】

【数10】

◆2の場合と同様に、サンプル点の中に $\tau=0$ の点がない場合には、複数個の $P_j$ の値から補間等により $P(\tau)$ を推定し、 $P(0)$ 、および $P(t_1)$ の値を求めれば良い。

【0047】実施例4. 図11はこの発明の実施例を示す $C/N$ 測定部のブロック図であり、図12は図11の

動作を示すフローチャートである。図11において、セクタ8と累積加算部9は実施例1または実施例2と同じである。15は累積加算部9から出力される複数個の累積加算値を用いてPの形状を推定する形状推定回路、16は形状推定回路15で推定された形状をリファレンスと比較することによりC/Nを推定する比較器である。

【0048】実施例3で求めたように、ロールオフ率を固定にした場合、PRATE(t1)はC/Nによって一意的に決まることになる。C/Nを変えた場合のPRATE

( $\tau$ ) ( $-T/2 \leq \tau \leq T/2$ )を図13に示す。ここでは、予め求めておいた数種類のPRATE( $\tau$ )と、複数個の累積加算値から求めたP1~PNで構成されるPの形状を比較することによりC/Nを推定する。以下にその方法について述べる。まず、実施例1と同様にして、累積加算部9でN個の累積加算値を求める。形状推定回路15では、このN個の累積加算値の中から複数個の累積加算値を取りだし、それらを用いて図14のように補間式等によりP1~PNで構成されるPの形状を推定する。比較器16では、形状推定回路15で推定されたPの形状と 20 予め求めておいた数種類のPRATE( $\tau$ )の形状を比較し、一致または両者の形状が最も近くなった場合に、そのPRATE( $\tau$ )のC/Nを受信信号のC/Nと判定し、\*

$$| \text{PRATE}(t1) - k(t1) | >> 0$$

の場合には、n0の値を大きくし、

$$| \text{PRATE}(t1) - k(t1) | \approx 0$$

の場合には、n0の値を小さくする等の適応処理を用いることにより、より速く正確に推定することができる。

【0053】その他の実施例5

実施例2および実施例3において、波形整形フィルタは 30 A/D変換器の後段においていたが、このフィルタは、その動作が行える任意の場所(例えばIF帯)に置き換えても良い。ただし、この場合には、直交検波器で生じる高調波を取り除くフィルタが必要であるのはいうまでもない。

【0054】

【発明の効果】以上のように、第1の発明によれば、受信信号を累積する方法を取るために、従来のC/N比測定器に比べ、無変調部分が無くてもC/N測定ができ、また、復調前にC/N測定をリアルタイムで行うことができ、 40 さらに、分散等の演算を行う必要がなく、演算量を減少させることができ、従来よりも回路構成を簡単にすることができる。

【0055】以上のように、第2の発明によれば、第1の発明と同様の効果を得ることができる。

【0056】以上のように、第3の発明によれば、IF受信信号からC/N測定を行うことができるので、IFサンプリングデータから復調を行う復調器に対しても適用することができ、この場合、ベースバンド信号を作る必要がなくなるため、従来よりも回路構成を簡単にする※50

\*出力する。

【0049】その他の実施例1

実施例1~実施例4においては、受信信号をバースト毎に一旦バッファメモリに蓄積した後にC/Nを求めていたが、累積加算するシンボル数が多い方がよりノイズが平均化され、C/N推定精度が向上するので、遅延が許容されるようなシステムにおいては、例えば2バースト毎にC/Nを測定する等、処理するバースト数を増やしても良い。また、受信信号をバッファメモリに蓄積せずに、この処理をリアルタイムで行っても良い。

【0050】その他の実施例2

実施例1においては、直交検波において送受信の搬送波は同期しているものとし、周波数差および初期位相差はないものとしていたが、Pjの導出にあたっては、受信信号の振幅の2乗値を用いて計算を行うため、準同期の状態でも同様の結果が得られる。

【0051】その他の実施例3

実施例1~実施例4においては、受信信号の振幅の2乗値を用いて計算を行っていたが、例えば受信信号の振幅の絶対値を用いても良い。

【0052】その他の実施例4

実施例1において、P(0)、P(t1)から、Nより十分小さい値n0を繰り返し減算していたが、

$$(\text{式 } 20)$$

$$(\text{式 } 21)$$

※ことができ、さらに、第1の発明と同様の効果を得ることができる。

【0057】以上のように、第4の発明によれば、第1の発明~第3の発明と同様の効果を得ることができる。

【0058】以上のように、第4の発明によれば、第1の発明~第3の発明と同様の効果を得ることができ、さらに、補間の後にリファレンスと比較することでさらに精度良くC/Nを測定することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1を示すC/N比測定器のブロック図。

【図2】図1の動作を示すフローチャート。

【図3】バーストとサンプルの様子を説明する図。

【図4】受信信号を1シンボル当りNサンプルする動作を説明する図。

【図5】フィルタのロールオフ率 $\alpha$ を説明する図。

【図6】P( $\tau$ )の形状を示す図。

【図7】この発明の実施例2を示すC/N比測定器のブロック図。

【図8】図7の動作を示すフローチャート。

【図9】この発明の実施例3を示すC/N測定部のブロック図。

【図10】図9の動作を示すフローチャート。

【図11】この発明の実施例4を示すC/N測定部のブ

ロック図。

【図12】図11の動作を示すフローチャート。

【図13】PRATE ( $\tau$ ) の一例を示す図。

【図14】Pの形状を推定する方法を説明する図。

【図15】従来例のCN比測定器のブロック図。

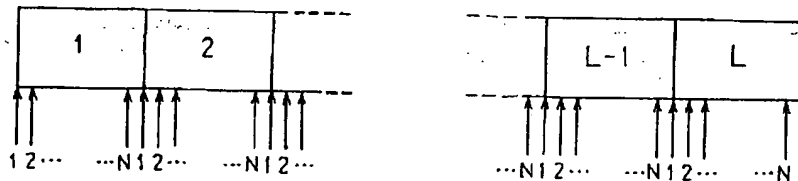
【符号の説明】

- 1 入力端子
- 2 固定発振器
- 3 直交検波器
- 4 A/D変換器
- 5 フィルタ
- 6 バッファメモリ
- 7 XY- $R^2$ 変換器
- 8 セレクタ
- 9 累積加算部
- 10 雑音電力計算部
- 11 C/N計算部
- 12 出力端子
- 13 直交変換器
- 14 C/N計算部

- 15 形状推定回路
- 16 比較器
- 51 入力端子
- 52 BPF
- 53 位相検出部1
- 54 位相検出部2
- 55 LPF1
- 56 LPF2
- 57 演算部1
- 10 58 演算部2
- 59 演算部3
- 60 加算器
- 61 TANK
- 62 遅延素子
- 63  $\pi/2$ 位相シフタ
- 64 乗算器
- 65 除算器
- 66 出力端子
- 100 C/N測定部

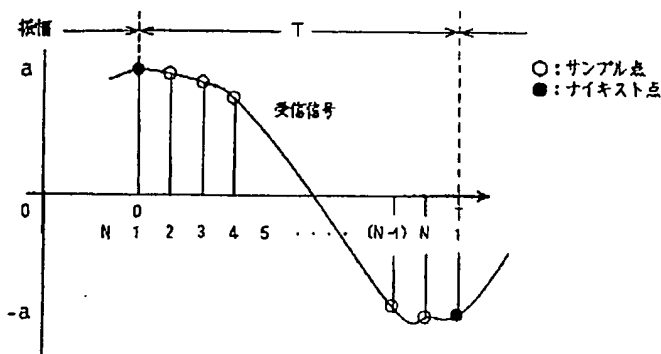
20

【図3】

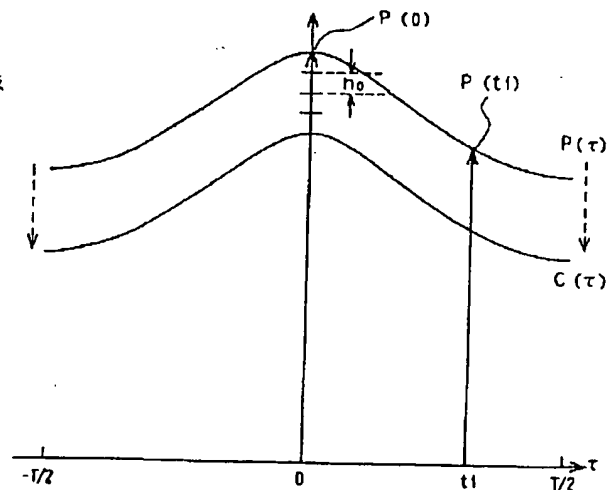


ナイキスト点: 1番目のサンプル点

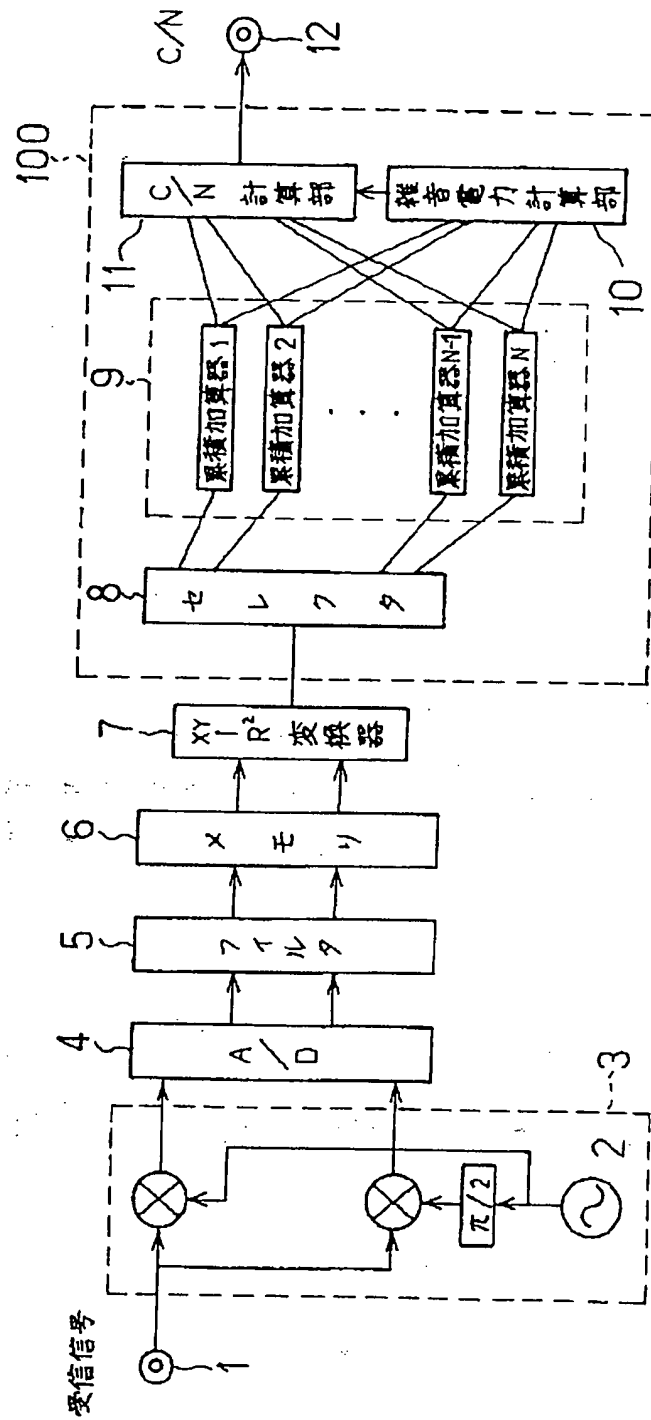
【図4】



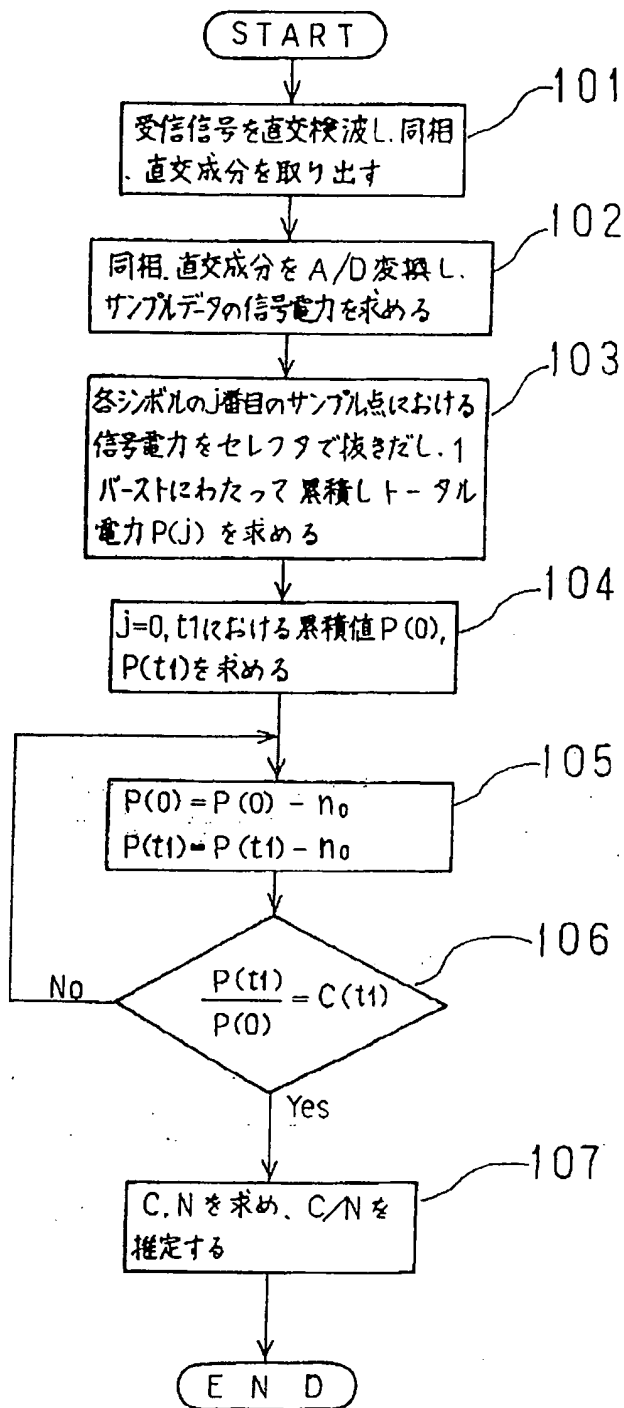
【図6】



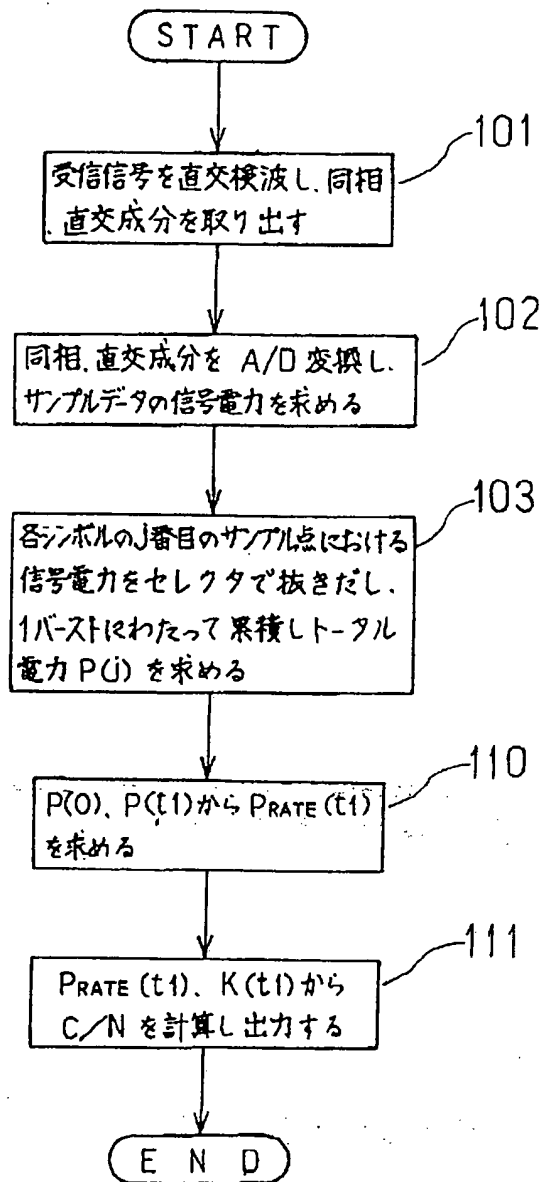
【図1】



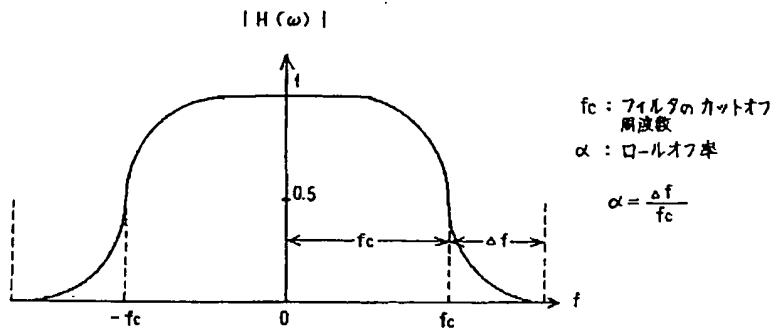
【図2】



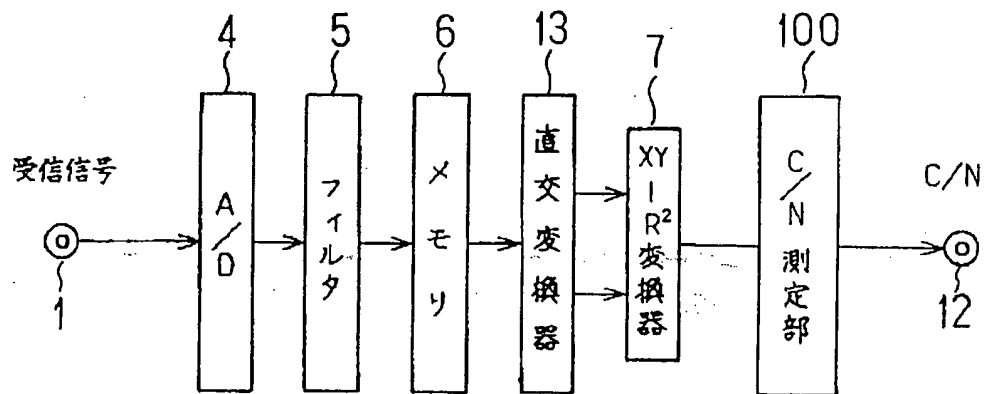
【図10】



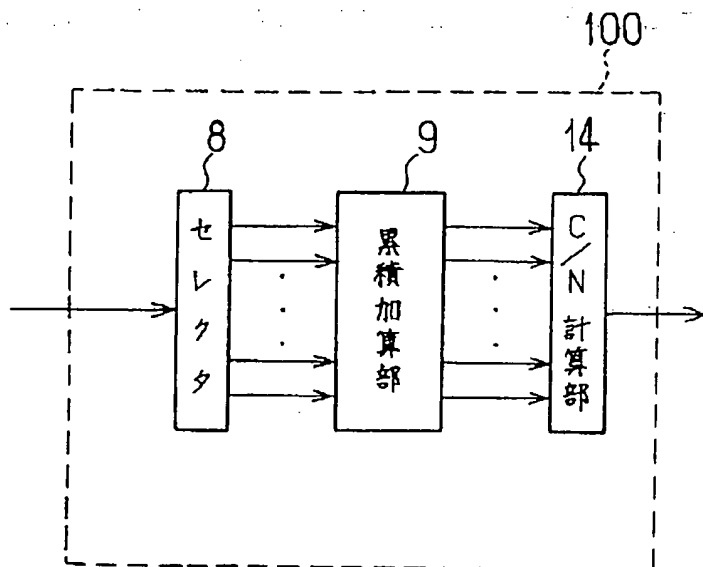
【図5】



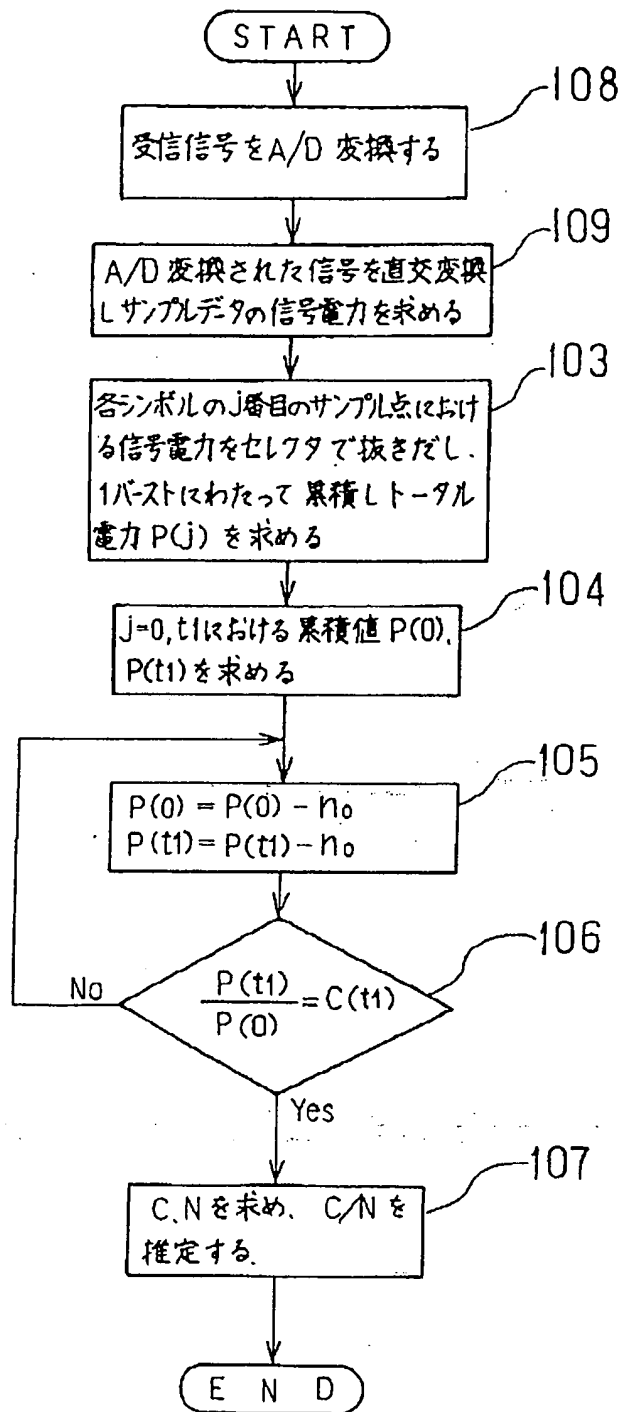
【図7】



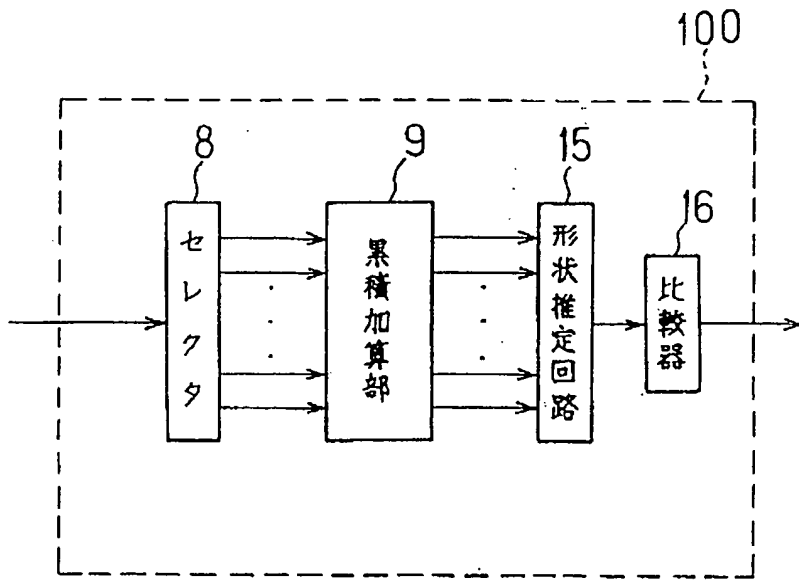
【図9】



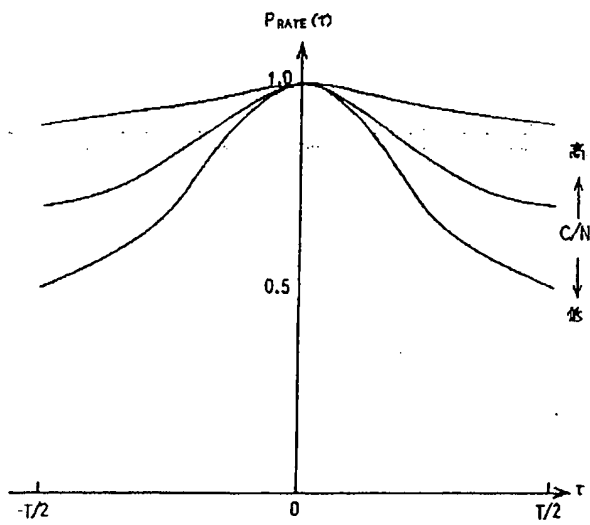
【図8】



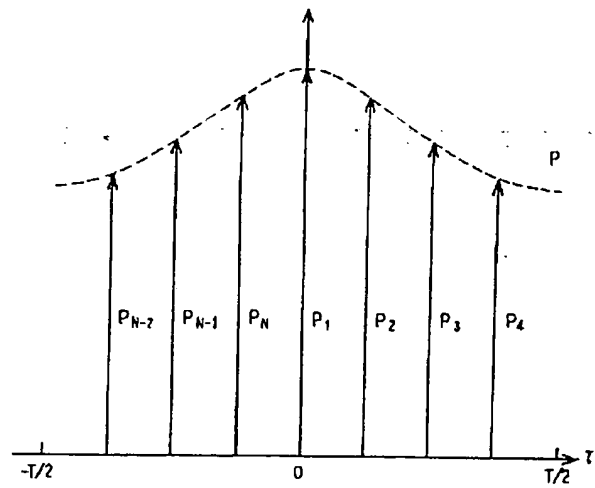
【図11】



【図13】

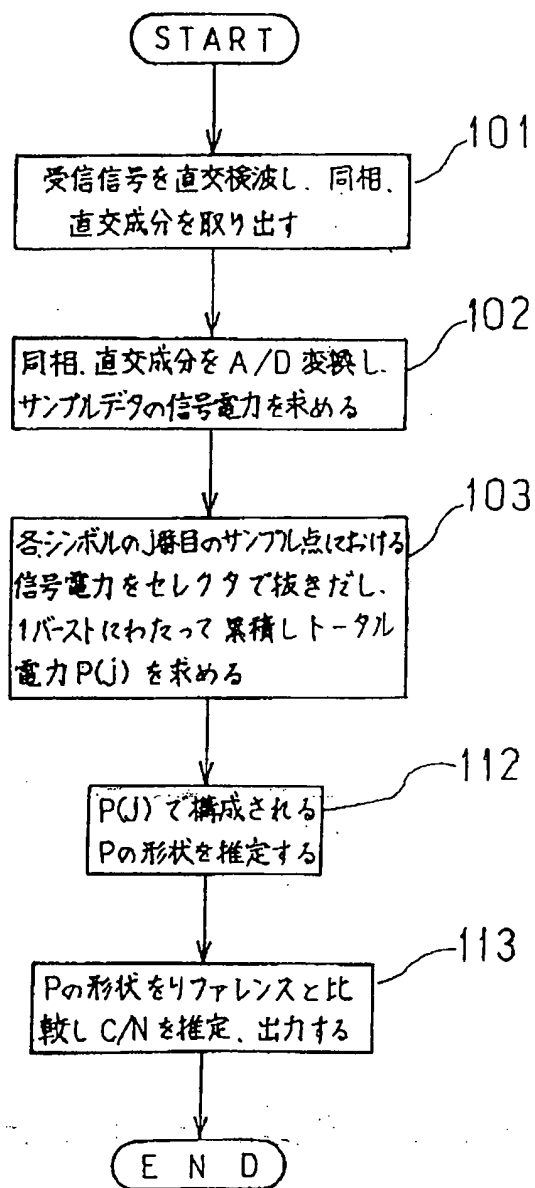


【図14】





【図12】



【図15】

